

**PATENT**

**IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE**

Application No. : To Be Assigned                      Confirmation No. :  
Applicant : Kosei GOTO, et al.  
Filed : April 9, 2004  
TC/A.U. : To Be Assigned  
Examiner : To Be Assigned  
Docket No. : 056205.53967US  
Customer No. : 23911  
Title : Motor Control Device

**CLAIM FOR PRIORITY UNDER 35 U.S.C. §119**

**Mail Stop: Patent Application**

Commissioner for Patents  
P.O. Box 1450  
Alexandria, VA 22313-1450

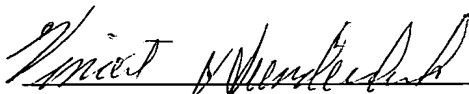
Sir:

The benefit of the filing dates of prior foreign application Nos 2003-106907, filed in Japan on 10 April 2003 and 2004-017043, filed in Japan on 26 January 2004, is hereby requested and the right of priority under 35 U.S.C. §119 is hereby claimed.

In support of this claim, filed herewith is are certified copies of the original foreign applications.

Respectfully submitted,

April 9, 2004

  
\_\_\_\_\_  
Vincent J. Sunderdick  
Registration No. 29,004

CROWELL & MORING LLP  
Intellectual Property Group  
P.O. Box 14300  
Washington, DC 20044-4300  
Telephone No.: (202) 624-2500  
Facsimile No.: (202) 628-8844

VJS:adb



日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日            2 0 0 3 年   4 月 1 0 日  
Date of Application:

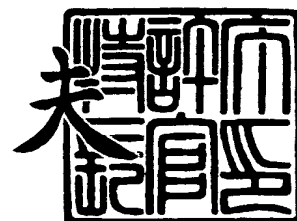
出 願 番 号            特 願 2 0 0 3 - 1 0 6 9 0 7  
Application Number:  
[ST. 10/C]:            [ J P 2 0 0 3 - 1 0 6 9 0 7 ]

出   願   人            株 式 会 社 日 立 製 作 所  
Applicant(s):

2 0 0 4 年   2 月 2 3 日

特 許 庁 長 官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

今 井 康 夫



出 証 番 号   出 証 特 2 0 0 4 - 3 0 1 2 2 1 3



【書類名】 特許願

【整理番号】 A300019

【提出日】 平成15年 4月10日

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 H02P 6/00

【発明者】

【住所又は居所】 茨城県ひたちなか市大字高場 2 5 2 0 番地 株式会社  
日立製作所 自動車機器グループ内

【氏名】 後藤 広生

【発明者】

【住所又は居所】 茨城県ひたちなか市大字高場 2 5 2 0 番地 株式会社  
日立製作所 自動車機器グループ内

【氏名】 印南 敏之

【発明者】

【住所又は居所】 茨城県ひたちなか市大字高場 2 5 2 0 番地 株式会社  
日立製作所 自動車機器グループ内

【氏名】 藤野 伸一

【発明者】

【住所又は居所】 茨城県日立市大みか町七丁目 1 番 1 号 株式会社 日立  
製作所 日立研究所内

【氏名】 櫻井 芳美

【特許出願人】

【識別番号】 000005108

【氏名又は名称】 株式会社 日立製作所

【代理人】

【識別番号】 100091096

【弁理士】

【氏名又は名称】 平木 祐輔

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 015244

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 モータ制御装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 内燃機関に駆動連結された交流電動機の電機子コイルと直流電源の間に接続された 3 相の整流素子及びスイッチング素子を有し、上記直流電源からの直流電力を交流に変換して上記電機子コイルに給電するインバータの機能と上記交流電動機によって発電された交流電力を直流電力に変換して上記直流電源に給電するコンバータの機能とを有するモータ制御装置において、

上記交流電動機を力行させる場合は、矩形波電圧を上記交流電動機の電機子コイルに印加する矩形波駆動制御を行い、上記交流電動機を発電させる場合は、上記交流電動機によって生成された交流電力を同期整流する同期整流制御を行うことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 2】 請求項 1 に記載のモータ制御装置において、上記矩形波駆動制御において、上記電機子コイルに矩形波電圧を印加したとき、上記スイッチング素子に流れる電流は上記スイッチング素子の最大許容電流値以下となるように構成されていることを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 3】 請求項 2 に記載のモータ制御装置において、上記電機子コイルに印加する矩形波電圧のパルス幅は、上記スイッチング素子に流れる電流が上記スイッチング素子の最大許容電流値以下となるように、設定されることを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 4】 請求項 2 に記載のモータ制御装置において、上記電機子コイルの抵抗値は、上記スイッチング素子に流れる電流が上記スイッチング素子の最大許容電流値以下となるように、設定されることを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 5】 請求項 1 に記載のモータ制御装置において、上記矩形波駆動制御において、上記電機子コイルに印加する矩形波電圧のパルス幅は、上記交流電動機の電気角の半周期（ $180^\circ$ ）を最大とし、上記交流電動機の手数が低くなるに従って減少することを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 6】 請求項 1 に記載のモータ制御装置において、上記矩形波駆動制御において、上記電機子コイルに印加する矩形波電圧のパルス幅は、上記交流

電動機の電気角の半周期（ $180^\circ$ ）を最大とし、上記直流電源の電圧が高くなるに従って減少することを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 7】 請求項 6 に記載のモータ制御装置において、上記矩形波駆動制御において、上記電機子コイルに印加する矩形波電圧のパルス幅は、上記直流電源の電圧が高い状態のとき、上記スイッチング素子に流れる電流が上記スイッチング素子の最大許容電流値以下となるように、設定されることを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 8】 請求項 1 に記載のモータ制御装置において、上記矩形波駆動制御において、上記電機子コイルに印加する矩形波電圧のパルス幅は、上記交流電動機の電気角の半周期（ $180^\circ$ ）を最大とし、上記電機子コイルの温度もしくはスイッチング素子の温度が上昇するに従って減少することを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 9】 請求項 8 に記載のモータ制御装置において、上記矩形波駆動制御において、上記電機子コイルに印加する矩形波電圧のパルス幅は、上記電機子コイルの温度もしくは上記スイッチング素子の温度が高い状態とき上記スイッチング素子に流れる電流が、上記電機子コイルもしくは上記スイッチング素子の許容温度以下となるように設定されることを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 10】 請求項 1 に記載のモータ制御装置において、上記交流電動機の回転速度が規定速度よりも小さいときに上記矩形波駆動制御による力行を行い、上記交流電動機の回転速度が規定速度より大きいときに上記同期整流制御による発電を行うことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 11】 請求項 1 に記載のモータ制御装置において、上記内燃機関の起動開始から規定時間が経過していないときには、上記矩形波駆動制御による力行を行い、上記内燃機関の起動開始から規定時間が経過したときには、上記同期整流制御による発電を行うことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 12】 内燃機関に接続された交流電動機に対して力行制御及び発電制御を行うためのモータ制御装置において、整流素子及びスイッチング素子を含み直流を交流に変換するインバータ機能と交流を直流に変換するコンバータ機能を有するパワーモジュールと、上記交流電動機に対する力行制御と発電制御を

切替える力行・発電切替え部と、該力行・発電切替え部によって力行制御に切替えられたとき上記交流電動機を力行制御する力行制御部と、を有し、該力行制御部は、上記交流電動機の磁極位置又は電気角を検出する磁極位置検出部と、上記交流電動機の回転速度 $\omega$ を演算する速度演算部と、上記交流電動機のステータの電機子コイルに鎖交する磁束量 $\phi$ を演算する鎖交磁束数演算部と、上記交流電動機のステータの電機子コイルに与える印加電圧ベクトル $V$ の位相 $\theta_v$ を演算する電圧ベクトル位相演算部と、上記パワーモジュールのスイッチング素子に与えるスイッチング信号を生成するパルス発生部とを有し、力行時に上記交流電動機に対して矩形波駆動制御を行うことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 13】 内燃機関に接続された交流電動機に対して力行制御及び発電制御を行うためのモータ制御装置において、整流素子及びスイッチング素子を含み直流を交流に変換するインバータ機能と交流を直流に変換するコンバータ機能を有するパワーモジュールと、上記交流電動機に対する力行制御と発電制御を切替える力行・発電切替え部と、該力行・発電切替え部によって発電制御に切替えられたとき上記交流電動機を発電制御する発電制御部と、を有し、該発電制御部は、上記交流電動機の磁極位置又は電気角を検出する磁極位置検出部と、上記交流電動機の回転速度 $\omega$ を演算する速度演算部と、上記交流電動機のステータの電機子コイルに鎖交する磁束量 $\phi$ を演算する鎖交磁束数演算部と、上記交流電動機のロータの電機子コイルの各相誘起電圧 $V_{ue}$ 、 $V_{ve}$ 、 $V_{we}$ を演算する誘起電圧演算部と、上記パワーモジュールに接続された直流電源の電圧 $V_B$ を検出する直流電圧検出部と、上記誘起電圧 $V_{ue}$ 、 $V_{ve}$ 、 $V_{we}$ の線間値と上記直流電源の電圧 $V_B$ を比較する電圧比較部と、該電圧比較部の比較結果に基づいて上記パワーモジュールのスイッチング素子に与えるスイッチング信号のパルスの周期を演算するパルス周期演算部と、該パルス周期演算部からのパルス周期に基づいて上記パワーモジュールのスイッチング素子に与えるスイッチング信号を生成するパルス発生部と、を有し、発電時に、上記交流電動機に対して同期整流制御を行うことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 14】 上記交流電動機は、上記内燃機関がアイドリング回転状態のときに上記誘起電圧が上記直流電源の電圧より高いことを特徴とする請求項 1

3 に記載のモータ制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明は、車両用交流電動機の制御装置に関し、特に力行制御及び発電制御を行う制御装置に関する。

【0 0 0 2】

【従来の技術】

車両用交流電動機の制御方法として、高周波のPWMを用いて素子をスイッチングさせ、交流電動機の電機子コイルに流れる電流の位相を交流電動機の誘起電圧に対して変化させることによって、力行や発電を行うPWM制御が知られている。

【0 0 0 3】

特開 2 0 0 0 - 1 9 7 2 0 4 号公報には、交流電動機の電機子コイルに各相半周期（ $180^\circ$ ）毎に切り替わる矩形波電圧を与え、電機子コイルに流れる電流の位相をモータの誘起電圧に対して変化させ、交流電動機のトルクを制御する矩形波駆動制御が記載されている。更に、特開 2 0 0 2 - 2 1 8 7 9 7 号公報には、発電制御として、交流電動機の誘起電圧が電源電圧より高い領域で、交流電動機から発生する発電電流を整流している素子をスイッチングさせ、整流時の損失を低減させる同期整流制御が記載されている。

【0 0 0 4】

【特許文献 1】

特開 2 0 0 0 - 1 9 7 2 0 4 号公報

【特許文献 2】

特開 2 0 0 2 - 2 1 8 7 9 7 号公報

【0 0 0 5】

【発明が解決しようとする課題】

PWM制御を用いて交流電動機を駆動させる場合、スイッチング周波数が高いため一定時間におけるスイッチング回数が多く、総合的に見るとスイッチング損失が増大する。また、スイッチングを行うスピードが速いため直流電圧のリップル



が増大し、そのリップルを抑制するための大容量の平滑コンデンサが必要となり、モータ制御装置の寸法が大きくなる。交流電動機の誘起電圧はモータ制御装置の制御可能電圧よりも低くする必要があるため、高回転側では弱め界磁を行う。従って、そのための電流が必要となり効率が低下する。さらに、場合によってはスイッチング動作に起因して発生する騒音も問題となることもある。

#### 【0006】

矩形波駆動制御を用いて交流電動機を駆動させる場合、スイッチング周波数はPWM制御に比べ低いので、平滑コンデンサを用いる必要はない。しかしながら、発電時に交流電動機から発生する発電電流は、損失の大きいスイッチング素子に逆並列接続されたダイオードのみを通じて流れているため、スイッチング素子とダイオードを併用して整流動作を行う同期整流制御に比べて発電時の損失が大きい。

本発明の目的は、力行制御時に電圧の利用効率が高く発電時に発電効率が高い車両用交流電動機の制御装置を提供することを目的とする。

#### 【0007】

##### 【課題を解決するための手段】

本発明によると、交流電動機を力行させる場合は、矩形波駆動制御を行い、交流電動機を発電させる場合は、同期整流制御を行う。

#### 【0008】

力行時に矩形波駆動制御を行うことによって、交流電動機の電機子コイルに与える電圧は矩形波（1パルス）となる。即ち、交流電動機の電機子コイルに直流電源の最大電圧が与えられ、電圧利用率の向上が図られる。従って、高速回転域において行う弱め界磁制御に対して効率を向上させることができる。また、スイッチング周波数が低いのでスイッチング損失を低減させることができる。更にスイッチングスピードを遅くすることができるので、大容量の平滑コンデンサを用いる必要がなく、モータ制御装置の寸法を小さくすることができる。

#### 【0009】

発電時に同期整流制御を行うことによって、スイッチング素子とスイッチング素子に逆並列接続されたダイオードを併用して整流するため、整流時の損失を低

減でき発電効率の向上が図られる。また、矩形波駆動制御と同様にスイッチングスピードが遅いため、平滑コンデンサを用いる必要がなく、モータ制御装置の寸法を小さくすることができる。

また、力行時と発電時のいずれにおいても、スイッチング動作に起因する騒音問題が解決される。

#### 【0010】

##### 【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施の形態を添付図面を参照して説明する。図1は、本発明の車両用モータ制御装置を搭載した車両の駆動系の構成を示している。同図に示すように、車両の駆動系は、内燃機関1と交流電動機（モータ／ジェネレータ）9とモータ制御装置3と直流電源（バッテリー）5とを有する。内燃機関1のクランクシャフトと交流電動機9の出力軸はベルトなどの動力伝達手段2を介して連結されている。また、交流電動機9とモータ制御装置3は、3相のパワーケーブル4及び励磁用ケーブル7によって接続されている。モータ制御装置3と直流電源（バッテリー）5は、直流パワーケーブル6を介して接続されている。

#### 【0011】

モータ制御装置3は、交流電動機9をモータとして力行制御するときには、直流電源5からの直流電力を交流電力に変換するインバータ回路として作動し、交流電動機9を発電機として発電制御するときには、交流電動機9からの交流電力を直流電力に変換するコンバータ（整流器）回路として作動する。

#### 【0012】

内燃機関1を起動するとき、モータ制御装置3は、交流電動機9を力行制御する。即ち、交流電動機9には、直流電源5からモータ制御装置3を介して交流電力が供給される。交流電動機9の出力軸は、力行トルクを発生し、動力伝達手段2を介して内燃機関1のクランクシャフトを回転させる。内燃機関1が所定の回転数に達すると、ファイヤリングを開始する。本例では、交流電動機9は、スターモータとしての役割を果たすことになる。

#### 【0013】

内燃機関1が安定して自立運転をしているとき、モータ制御装置3は、交流電

動機 9 への力行制御を停止し、発電制御を行う。即ち、交流電動機 9 は、内燃機関 1 の動力によって駆動され、発電を行う。発電によって発生した交流電力は、モータ制御装置 3 によって直流電力に変換され直流電源 5 へ充電される。

#### 【0014】

このように、交流電動機 9 は、直流電源 5 からの電力供給によって動力を発生するモータとして機能すると共に、内燃機関 1 からの動力供給によって発電を行う発電機として機能する。

#### 【0015】

図 2 を参照して、図 1 の駆動系の電氣的構成について説明する。本例のモータ制御装置 3 は、パワーモジュール 10、パワーモジュール駆動回路 11、コントローラ 12、及び励磁駆動回路 15 を有する。

#### 【0016】

パワーモジュール 10 は、スイッチング素子 (UP~WN) と各スイッチング素子に逆並列に接続された整流素子を含む 3 相ブリッジ回路として構成されている。本例では、スイッチング素子として電解効果型トランジスタ (FET) を使用し、整流素子としてダイオードを使用する。

#### 【0017】

交流電動機 9 はステータとロータとを有し、巻線界磁式の 3 相交流モータとして構成されている。動力伝達手段 2 に駆動連結されたロータには、励磁コイル 14 が装着され、ステータには、U 相、V 相、W 相の電機子コイル 16 が設けられている。

#### 【0018】

交流電動機 9 には、ロータの回転位置を検知するための磁極位置検出手段 13 が設けられている。交流電動機 9 のロータの励磁コイル 14 は、励磁駆動回路 15 によって給電される。また、励磁コイル 14 への印加電圧も、この励磁駆動回路 15 によって調整される。交流電動機 9 のステータの電機子コイル 16 の各相の出力線 4 は、パワーモジュール 10 の 3 相のスイッチング素子 (UP~WN) 及び整流素子を介して、直流電源 5 の高電位側端子及び低電位側端子に接続された電源ライン 6 に接続されている。

## 【0019】

パワーモジュール10は、交流電動機9をモータとして力行制御するときには、直流電源5に蓄電された直流電力を直流／交流変換して電機子コイル16に給電するインバータ回路として作動する。また、パワーモジュール10は、交流電動機9を発電機として発電制御するときには、発電によって電機子コイル16から出力される交流電力を交流／直流変換して電源ライン6に給電するコンバータ（整流器）回路として作動する。こうしたパワーモジュール10の作動に係るスイッチング素子（UP～WN）のオン／オフ操作は、パワーモジュール駆動回路11によって操作されている。

一方、コントローラ12には、後に説明するように、力行モードと発電モードを切替える切替え手段を有し、力行制御と発電制御を行う。

## 【0020】

図3を参照して、力行制御である矩形波駆動制御について説明する。図3は、力行制御において、交流電動機9のステータの電機子コイル16に供給する電流と電圧の関係を2軸（d-q軸）に変換したものを示す。励磁駆動回路15からの給電によってロータの励磁コイル14には、鎖交磁束 $\phi$ がd軸の正方向に発生する。この鎖交磁束 $\phi$ のベクトルに対して直交するq軸の正方向に電流を流すことによって力行作動が行われる。

## 【0021】

すなわち、 $I_q$ を電機子コイル16に流れる電流のq軸成分、 $I_d$ を電機子コイル16に流れる電流のd軸成分とすれば、次に数1の式の関係が成立するように、電機子コイル16に与える印加電圧ベクトル $V$ の位相 $\theta_v$ を制御する。

## 【0022】

## 【数1】

$$I_q > 0, I_d = 0$$

電機子コイル16に与える印加電圧ベクトル $V$ の位相 $\theta_v$ は次の式によって導かれる。

## 【0023】

## 【数2】

$$\theta_v = \theta + \tan^{-1}(V_q / V_d)$$

【0024】

ここで、 $\theta$  は磁極位置検出手段 13 によって検知した磁極位置又は電気角、 $V_q$  は電機子コイル 16 に与える印加電圧ベクトル  $V$  の  $q$  軸成分、 $V_d$  は印加電圧ベクトル  $V$  の  $d$  軸成分である。また、電機子コイル 16 に与える印加電圧ベクトル  $V$  に関して次の関係が成立する。

【0025】

【数 3】

$$V = V_q + V_d$$

【0026】

【数 4】

$$V_q = I_q \cdot R + \omega \cdot \phi - \omega \cdot L_d \cdot I_d$$

【0027】

【数 5】

$$V_d = I_d \cdot R - \omega \cdot L_q \cdot I_q$$

【0028】

ここで、 $R$  は電機子コイル 16 の抵抗、 $\omega$  は交流電動機 9 の回転速度、 $L_q$  は電機子コイル 16 の  $q$  軸インダクタンス成分、 $L_d$  は電機子コイル 16 の  $d$  軸インダクタンス成分を示す。

【0029】

以上の関係のように、電機子コイル 16 に与える印加電圧ベクトル  $V$  の位相  $\theta_v$  は、回転速度  $\omega$  と、鎖交磁束数  $\phi$  の変化に応じて逐次変化する。従って、本発明の例では、電機子コイル 16 に与える印加電圧ベクトル  $V$  の  $d$  軸成分  $V_d$  と印加電圧ベクトル  $V$  の  $q$  軸成分  $V_q$  の値は、回転速度  $\omega$  と鎖交磁束数  $\phi$  をパラメータとしたマップにより算出する。

【0030】

図 4 を参照して説明する。図 4 の最初の曲線 (1) は、電機子コイル 16 の各相の誘起電圧を示し、第 2 の曲線 (2) は電機子コイル 16 の各相に与える印加電圧指令  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  を示す。第 3 の曲線 (3) は磁極位置、即ち、電気角  $\theta$  を

示し、第4の曲線(4)は、各スイッチング素子(UP~WN)に与えるスイッチング命令信号を示す。本例では、曲線(3)の電気角 $\theta$ は、誘起電圧のU相の角度を示す。

第2の曲線(2)に示されるように、本例では、印加電圧 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ は、電気角が $180^\circ$ の範囲にて印加される。

#### 【0031】

曲線(2)のU相の印加電圧指令 $V_u$ と磁極位置 $\theta$ を比較すると明らかなように、U相の印加電圧指令 $V_u$ の位相は磁極位置 $\theta$ に対して、印加電圧ベクトル位相 $\theta_v$ だけ進んでいる。即ち、数2の式の関係がある。例えば、現在の磁極位置が $0^\circ$ のときは、U相の印加電圧指令 $V_u$ の位相は印加電圧ベクトル位相 $\theta_v$ に等しくなる。

#### 【0032】

曲線(2)と曲線(4)を比較すると明らかなように、電機子コイル16の各相に与える印加電圧指令 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ が求められると、それらの位相と同一のスイッチング命令信号が生成される。

#### 【0033】

図5を参照してコントローラ12の構成のうち、力行制御に関する部分を説明する。コントローラ12は、力行制御を行うのか発電制御を行うのかを判断し、力行制御と発電制御を切替える力行・発電切替え部19と矩形波駆動制御を行う力行制御部20とを有する。力行制御部20は、交流電動機9の磁極位置又は電気角を検出する磁極位置検出部21、交流電動機9の回転速度 $\omega$ を演算する速度演算部22、ステータの電機子コイル16に鎖交する磁束量 $\phi$ を演算する鎖交磁束数演算部23、電機子コイル16に印加する電圧ベクトル $V$ の位相 $\theta_v$ を演算する電圧ベクトル位相演算部24及びパワーモジュール10のスイッチング素子(UP~WN)に与えるスイッチング信号を生成するパルス発生部25を有する。これらの各構成部の動作は以下に図6を参照して説明する。

#### 【0034】

図6を参照して本発明による力行時における矩形波駆動制御の動作を説明する。まず、ステップS1において、外部コントローラからの信号により、力行制御

を行うのか発電制御を行うのかの判断を行う。力行制御の場合ステップS2へ進む。ステップS2にて、磁極位置検出手段13から出力されたパルス信号から磁極位置 $\theta$ を算出する。ステップS3にて、磁極位置検出手段13から出力されたパルス信号の時間的变化から実際の交流電動機9の速度 $\omega$ を算出する。ステップS4にて、ステップS3で算出した速度 $\omega$ と励磁駆動回路15によって検出されたロータの励磁コイル14の励磁電流 $I_f$ とから、ステータの電機子コイル16に鎖交する磁束量 $\phi$ を算出する。本例では、予め実験等で計測した、励磁電流 $I_f$ と速度 $\omega$ をパラメータとした鎖交磁束数 $\phi$ のマップから対応する鎖交磁束数 $\phi$ を求める。

#### 【0035】

ステップS5にて、ステップS4で算出した鎖交磁束数 $\phi$ 、速度 $\omega$ 及び磁極位置 $\theta$ から上述の数4の式及び数5の式を用いて電機子コイル16に印加する電圧ベクトル $V$ のd軸成分 $V_d$ と、電圧ベクトル $V$ のq軸成分 $V_q$ を算出する。そして、 $V_d$ 、 $V_q$ 、 $\theta$ から電圧ベクトル $V$ の位相 $\theta_v$ を数2の式を用いて算出する。

#### 【0036】

ステップS6にて、ステップS5にて算出された電圧ベクトル位相 $\theta_v$ に基づいて、印加電圧 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ の位相又はタイミングが得られる。印加電圧 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ の位相又はタイミングに基づいて、スイッチング命令信号を生成する。

#### 【0037】

本例では、力行時に矩形波駆動制御を行うから、交流電動機の電機子コイルに与える電圧は矩形波（1パルス）となり、直流回路の最大電圧が与えられ、電圧利用率の向上が図られる。従って、高速回転域において行う弱め界磁制御に対し効率を向上させることができる。また、スイッチング周波数が低いのでスイッチング損失を低減させることができる。更にスイッチングスピードを遅くすることができるので、大容量の平滑コンデンサを用いる必要がなく、モータ制御装置の寸法を小さくすることができる。

#### 【0038】

本発明による矩形波駆動制御では、PWM制御のように電機子コイル16に流れる電流をフィードバック制御せず、図4の曲線（2）（4）に示したように、電

気角  $\theta$  の半周期 ( $180^\circ$ ) のデューティにて、直流電源 5 の電圧が直接電機子コイル 16 に印加される。従って、電機子コイル 16 のインピーダンスが低くなる低速時や停止時には大電流がパワーモジュール 10 や交流電動機 9 に流れ、パワーモジュール 10 内のスイッチング素子 (UP~WN) が破損したり、交流電動機 9 が異常過熱する恐れがある。従って、電機子コイル 16 のインピーダンスは、直流電源 5 の電圧が印加されても、パワーモジュール 10 や交流電動機 9 に許容電流値以上の電流が流れることがないように、設定しなければならない。本例では、数 4 の式及び数 5 の式に示した電機子コイル 16 の抵抗  $R$  の値を、パワーモジュール 10 や交流電動機 9 に許容電流値以上の電流が流れることがないように、設定する。

#### 【0039】

また、電機子コイル 16 のインピーダンスが低くなる低速時や停止時には、許容電流値以上の電流が流れる過電流状態になることを防止するために、印加電圧のパルス幅を本来の  $180^\circ$  から  $180^\circ$  以下のパルス幅に絞って、電機子コイル 16 に流れる電流を減少させてよい。即ち、電気角  $\theta$  の半周期 ( $180^\circ$ ) より小さいデューティにて、電機子コイル 16 に電圧が印加される。

#### 【0040】

図 7 を参照して説明する。図 7 の最初の曲線 (1) は、電機子コイル 16 の各相の誘起電圧を示し、第 2 の曲線 (2) は電機子コイル 16 の各相に与える印加電圧指令  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  を示す。第 3 の曲線 (3) は磁極位置、即ち、電気角  $\theta$  を示し、第 4 の曲線 (4) は、各スイッチング素子 (UP~WN) に与えるスイッチング命令信号を示す。

第 2 の曲線 (2) に示されるように、本例では、印加電圧  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  は、電気角が  $180^\circ$  より小さな範囲にて印加される。

#### 【0041】

図 8 は電機子コイル 16 の各相に与えられる印加電圧のパルス幅 (デューティ) と交流電動機 9 の回転速度  $\omega$  の関係を示す。交流電動機 9 の回転速度  $\omega$  が大きい領域では、印加電圧のパルス幅は  $180^\circ$  であるが、交流電動機 9 の回転速度  $\omega$  が規定速度  $\omega_1$  以下の速度領域では、回転速度が低下するにつれて印加電圧



のパルス幅は下限値  $x^\circ$  まで絞られ、低速時や停止時の過電流を防止する。

#### 【0042】

また、直流電源 5 の電圧が上昇した場合にも電機子コイル 16 に過電流が流れる恐れがある。従って、直流電源 5 の電圧が規定値以上になった場合に図 7 に示したように印加電圧のパルス幅を絞ってよい。

#### 【0043】

図 9 は電機子コイル 16 の各相に与えられる印加電圧のパルス幅と直流電源 5 の電圧の関係を示す。直流電源 5 の電圧が規定電圧  $V1$  以下の領域では印加電圧のパルス幅は  $180^\circ$  であるが、直流電源 5 の電圧が規定電圧  $V1$  より高くなると印加電圧のパルス幅は下限値  $x^\circ$  まで絞られ、電圧上昇時の過電流を防止する。

#### 【0044】

また、スイッチング素子 (UP~WN) の温度、または交流電動機 9 の温度が上昇した場合、印加電圧のパルス幅を絞り、電機子コイル 16 とスイッチング素子 (UP~WN) に流れる電流を減少させて、それぞれの許容温度を超えないように制御してよい。

#### 【0045】

図 10 は電機子コイル 16 の各相に与えられる印加電圧のパルス幅とスイッチング素子 (UP~WN) の温度の関係を示す。スイッチング素子 (UP~WN) の温度が規定温度  $TI1$  以下では印加電圧のパルス幅は  $180^\circ$  であるが、スイッチング素子 (UP~WN) の温度が規定温度  $TI1$  より高くなると、印加電圧のパルス幅は下限値  $x^\circ$  まで絞られる。

#### 【0046】

図 11 は電機子コイル 16 の各相に与えられる印加電圧のパルス幅と電機子コイル 16 の温度の関係を示す。電機子コイル 16 の温度が規定温度  $TM1$  以下では、印加電圧のパルス幅は  $180^\circ$  であるが、電機子コイル 16 の温度が規定温度  $TM1$  より高くなると印加電圧のパルス幅は下限値  $y^\circ$  まで絞られる。

#### 【0047】

こうして本例では、電機子コイル 16 の各相に与えられる印加電圧のパルス幅

を絞ることによって、電機子コイル 16 及びスイッチング素子 (UP~WN) が過温度状態になるのを防止する。尚、スイッチング素子 (UP~W) の温度上昇を防止するために絞った印加電圧のパルス幅と、電機子コイル 16 の温度上昇を防止するために絞った印加電圧のパルス幅を比較して、より小さい方のパルス幅を選択する。

#### 【0048】

図 12 を参照してコントローラ 12 の構成のうち、発電制御に関する部分を説明する。コントローラ 12 は、力行制御を行うのか発電制御を行うのかを判断し、力行制御と発電制御を切替える力行・発電切替え部 19 と同期整流制御を行う発電制御部 30 とを有する。発電制御部 30 は、交流電動機 9 の磁極位置又は電気角を検出する磁極位置検出部 31、交流電動機 9 の回転速度  $\omega$  を演算する速度演算部 32、ステータの電機子コイル 16 に鎖交する磁束量  $\phi$  を演算する鎖交磁束数演算部 33、交流電動機 9 の電機子コイル 16 の各相誘起電圧  $V_{ue}$ 、 $V_{ve}$ 、 $V_{we}$  を演算する誘起電圧演算部 34、直流電源 5 の電圧  $V_B$  を検出する直流電圧検出部 35、誘起電圧  $V_{ue}$ 、 $V_{ve}$ 、 $V_{we}$  の線間値と直流電源 5 の電圧  $V_B$  を比較する電圧比較部 36、電圧比較部 36 の比較結果に基づいてパワーモジュール 10 のスイッチング素子 (UP~WN) に与えるスイッチング信号のパルスの周期を演算するパルス周期演算部 37 及びスイッチング信号を生成するパルス発生部 38 を有する。

#### 【0049】

図 13 及び図 14 を参照して、パルス周期演算部 37 の動作を説明する。図 13 は、バッテリー電圧  $V_B$  が誘起電圧線間値の下限值  $V_e$  より低い場合、図 14 は誘起電圧線間値の下限值  $V_e$  より高い場合の動作説明図である。図 13 及び図 14 において曲線 (a) は交流電動機 9 の各誘起電圧  $V_{ue}$ 、 $V_{ve}$ 、 $V_{we}$  波形、曲線 (b) は各誘起電圧の線間値、曲線 (c) は磁極位置信号  $\theta$ 、曲線 (d) は誘起電圧とバッテリー電圧  $V_B$  によって制御する各相スイッチング素子 (UP~WN) のパルス信号波形を示す。

磁極位置  $\theta$  と各相誘起電圧の関係は、各相誘起電圧最大値  $E_{u0}$ 、 $E_{v0}$ 、 $E_{w0}$  が  $e_m$  であるとする次式で表される。

【0050】

【数6】

$$V_{ue} = -E_{u0} \cdot \sin \theta = -e_m \cdot \sin \theta$$

【0051】

【数7】

$$V_{ve} = -E_{v0} \cdot \sin (\theta + 2\pi/3) = -e_m \cdot \sin (\theta + 2\pi/3)$$

【0052】

【数8】

$$V_{we} = -E_{w0} \cdot \sin (\theta - 2\pi/3) = -e_m \cdot \sin (\theta - 2\pi/3)$$

【0053】

また、図13及び図14の曲線(a)(b)に示すように、誘起電圧線間値が下限値 $V_e$ となる時刻は、誘起電圧の相電圧値が $e_m/2$ となる時刻と同じである。

【0054】

まず、図13に示すようにバッテリー電圧 $V_B$ が誘起電圧線間値の下限値 $V_e$ より低い場合について発電時の動作を説明する。この場合の整流動作は、誘起電圧 $V_{ue}$ 、 $V_{ve}$ 、 $V_{we}$ の大きさにより導通するスイッチング素子(UP~WN)が順次移行することによって誘起電圧を直流電圧に変換し、直流電源5を充電する。すなわち、上アーム側のスイッチング素子UP、VP、WPは各相の誘起電圧が最大値となる相が順次導通状態となる。他方、下アーム側のスイッチング素子UN、VN、WNは各相の誘起電圧が最小値となる相が順次導通状態となる。このように誘起電圧の大きさによって導通するスイッチング素子が移行することによって整流動作が行われ直流電源5が充電される。

【0055】

次に図14に示すバッテリー電圧 $V_B$ が誘起電圧線間値の下限値 $V_e$ より高い場合について動作を説明する。図14に示すようにバッテリー電圧 $V_B$ が高い場合、各スイッチング素子(UP~WN)がONして導通状態となるのは図示のように、上アーム側では誘起電圧の相電圧値が最大となる相で、かつ誘起電圧線間値がバッテリー電圧 $V_B$ より高い範囲である。また、下アーム側では誘起電圧の相電圧値が

最小となる相で、図 14 (d) に示す範囲で導通状態となる。

【0056】

図 15 を参照して本発明による発電時における同期整流制御の動作を説明する。まず、ステップ S 1 において、外部コントローラからの信号により、力行制御を行うのか発電制御を行うのかの判断を行う。同期整流制御の場合には、ステップ S 10 へ進む。ステップ S 10 にて、磁極位置検出手段 13 から出力されたパルス信号から磁極位置  $\theta$  を算出する。ステップ S 11 にて、磁極位置検出手段 13 から出力されたパルス信号の時間的変化から実際の交流電動機 9 の速度  $\omega$  を算出する。ステップ S 12 にて、ステップ S 11 で算出した速度  $\omega$  と励磁駆動回路 15 によって検出されたロータの励磁コイル 14 の励磁電流  $I_f$  とから、ステータの電機子コイル 16 に鎖交する磁束量  $\phi$  を算出する。本例では、予め実験等で計測した、励磁電流  $I_f$  と速度  $\omega$  をパラメータとした鎖交磁束数  $\phi$  のマップから対応する鎖交磁束数  $\phi$  を求める。

【0057】

ステップ S 13 にて、ステップ S 12 にて算出した鎖交磁束数  $\phi$ 、ステップ S 11 にて算出した速度  $\omega$ 、及び、ステップ S 10 にて算出した磁極位置  $\theta$  から、上述の数 6 の式、数 7 の式及び数 8 の式を用いて各相の誘起電圧 ( $V_{ue}$ 、 $V_{ve}$ 、 $V_{we}$ ) を算出する。また、以下の式に従って、各誘起電圧の線間値 ( $V_{uv}$ 、 $V_{vw}$ 、 $V_{wu}$ ) を算出する。

【0058】

【数 9】

$$V_{uv} = V_{ue} - V_{ve}$$

【0059】

【数 10】

$$V_{vw} = V_{ve} - V_{we}$$

【0060】

【数 11】

$$V_{wu} = V_{we} - V_{ue}$$

【0061】

また、ステップ S 14 にて、直流電源 5 の電圧を検出する。ステップ S 15 にて、ステップ S 14 にて検出したバッテリー電圧  $V_B$  とステップ S 13 にて算出した各誘起電圧の線間値 ( $V_{uv}$ 、 $V_{vw}$ 、 $V_{wu}$ ) とを比較する。ステップ S 16 にて、ステップ S 15 の比較結果に基づいて、図 13 及び図 14 に示したように、各スイッチング素子 (UP~WN) に与えるパルス周期を演算する。ステップ S 6 にて、それぞれのパルス出力処理を行い同期整流制御を行っている。

#### 【0062】

本例では、発電時に同期整流制御を行い、スイッチング素子とスイッチング素子に逆並列接続されたダイオードを併用して整流する。従って、整流時の損失を低減でき発電効率の向上が図られる。また、矩形波駆動制御と同様にスイッチングスピードが遅いため、平滑コンデンサを用いる必要がなく、モータ制御装置の寸法を小さくすることができる。

#### 【0063】

上述の同期整流制御では、誘起電圧 ( $V_{uv}$ 、 $V_{vw}$ 、 $V_{wu}$ ) を算出し、各誘起電圧の線間値 ( $V_{uv}$ 、 $V_{vw}$ 、 $V_{wu}$ ) とバッテリー電圧  $V_B$  と比較して各スイッチング素子 (UP~WN) をスイッチングするタイミングを演算する。しかしながら、各スイッチング素子 (UP~WN) の両端子間の電位 (ソース・ドレイン間の電位) を検出する手段を設け、その検出した電位が規定値以下になった素子をスイッチングしてもよい。すなわち、交流電動機 9 が発電した電流が各スイッチング素子において整流される際、各スイッチング素子に逆並列接続されたダイオードを導通するが、その導通したダイオードが接続されたスイッチング素子の両端子間電位 (ソース・ドレイン間の電位) はダイオードの順電圧付近まで低下することを利用したものである。

#### 【0064】

交流電動機 9 は動力伝達手段 2 を介して内燃機関 1 に連結されている。従って、内燃機関 1 がアイドリング回転中であっても、交流電動機 9 による発電が可能である必要がある。上述したように交流電動機 9 による発電が可能であるのは、各誘起電圧の線間値 ( $V_{uv}$ 、 $V_{vw}$ 、 $V_{wu}$ ) がバッテリー電圧  $V_B$  よりも高い場合である。従って、内燃機関 1 がアイドリング回転中でも、交流電動機 9 の誘起電圧 ( $V_u$

v、Vvw、Vwu) は、バッテリー電圧VBよりも大きい領域を有するようにしなければならない。

#### 【0065】

図16を参照して、力行制御と発電制御を切替える方法の例を説明する。上述の例では、外部コントローラからの切替え指令信号18によって力行制御と発電制御を切替えた。しかしながら、交流電動機9の速度 $\omega$ に基づいて、力行制御と発電制御を切替えてもよい。本例では、図16に示すように、交流電動機9の速度 $\omega$ が規定速度 $\omega_0$ 以下では、力行制御を行い、規定速度 $\omega_0$ より大きい場合には、発電制御を行う。即ち、交流電動機9の速度 $\omega$ が0から規定速度 $\omega_0$ までは、内燃機関1を起動させるために力行制御を行い、内燃機関1の回転をアイドリング回転数まで上昇させる。そして内燃機関1が完爆して交流電動機9の速度 $\omega$ が規定速度 $\omega_0$ 以上になったら発電制御に切り替える。

#### 【0066】

図17を参照して、力行制御と発電制御を切り換える方法の他の例を説明する。本例では、内燃機関1の起動指令信号が入力されてから、規定時間 $t_0$ までは力行制御を行い、それ以降は発電制御に切替える。すなわち、内燃機関1の起動指令信号が入力されてから、規定時間 $t_0$ まで、力行制御を行い、内燃機関1を起動させる。規定時間 $t_0$ が経過したとき内燃機関は完爆していると判断して、発電制御へと切り替える。

#### 【0067】

以上、本発明の例を説明したが、本発明は、上述の例に限定されるものではなく、特許請求の範囲に記載された発明の範囲にて、様々な変更が可能であることは当業者に理解されよう。

#### 【0068】

##### 【発明の効果】

本発明によると、力行時に矩形波駆動制御を行うから、電圧利用率を向上させることができる効果がある。

#### 【0069】

本発明によると、発電時に同期整流制御を行うから、発電効率を向上させるこ

とができる効果がある。

本発明によると、力行時と発電時のいずれにおいても、スイッチング動作に起因する騒音が解決される効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明による車両用モータ制御装置を搭載した車両の駆動系の構成を示す図である。

【図 2】

本発明による車両用モータ制御装置を含む電氣的回路構成を示す図である。

【図 3】

本発明による力行時の矩形波駆動制御において、電機子コイルの印加電圧ベクトルを  $d-q$  軸成分に分解して示した図である。

【図 4】

本発明による力行時の矩形波駆動制御において、各相誘起電圧、電機子コイルの印加電圧指令、磁極位置信号、及び各スイッチング素子に与えるパルス信号のタイムチャート図である。

【図 5】

本発明による矩形波駆動制御を行う力行制御部の構成を示す図である。

【図 6】

本発明による力行時の矩形波駆動制御の処理を示す流れ図である。

【図 7】

本発明による力行時の矩形波駆動制御において、電機子コイルの印加電圧指令のパルス幅を絞った場合、各相誘起電圧、電機子コイルの印加電圧指令、磁極位置信号、及び各スイッチング素子に与えるパルスのタイムチャート図である。

【図 8】

本発明による力行時の矩形波駆動制御において、交流電動機の回転速度と電機子コイルの印加電圧のパルス幅の関係を示す図である。

【図 9】

本発明による力行時の矩形波駆動制御において、バッテリー電圧と電機子コイル

の印加電圧のパルス幅の関係を示す図である。

【図 10】

本発明による力行時の矩形波駆動制御において、スイッチング素子の温度と印加電圧のパルス幅の関係を示す図である。

【図 11】

本発明による力行時の矩形波駆動制御において、電機子コイルの温度と印加電圧のパルス幅の関係を示す図である。

【図 12】

本発明による同期整流制御を行う発電制御部の構成を示す図である。

【図 13】

本発明による発電時の同期整流制御において、バッテリー電圧が誘起電圧線間値  $V_e$  より低い場合、各相誘起電圧、磁極位置信号、及び各スイッチング素子に与えるパルスのタイムチャート図である。

【図 14】

本発明による発電時の同期整流制御において、バッテリー電圧が誘起電圧線間値  $V_e$  より高い場合、各相誘起電圧、磁極位置信号、及び各スイッチング素子に与えるパルスのタイムチャート図である。

【図 15】

本発明による発電時の同期整流制御の処理を示す流れ図である。

【図 16】

本発明による力行制御と発電制御の切替えタイミングの例を示す図である。

【図 17】

本発明による力行制御と発電制御の切替えタイミングの他の例を示す図である。

【符号の説明】

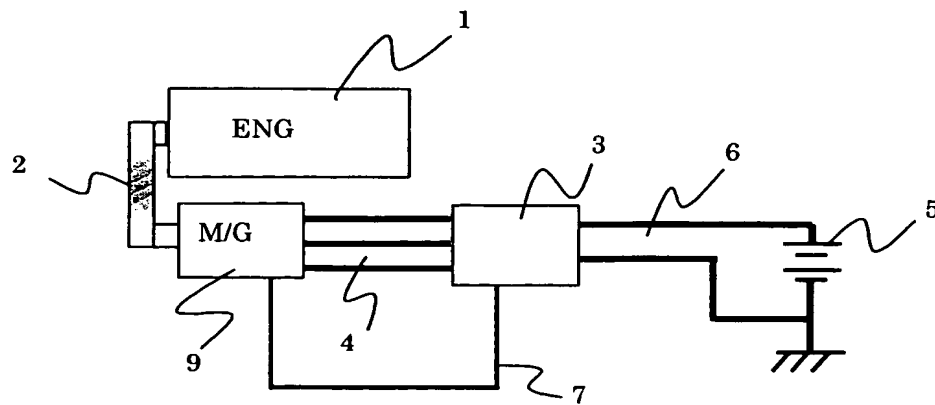
1…内燃機関、2…動力伝達手段、3…モータ制御装置（モータ制御装置）、4…3相パワーケーブル、5…直流電源、6…直流パワーケーブル、7…励磁側ケーブル、9…交流電動機、10…パワーモジュール、11…パワーモジュール駆動回路、12…コントローラ、13…磁極位置検出手段、14…励磁コイル、1



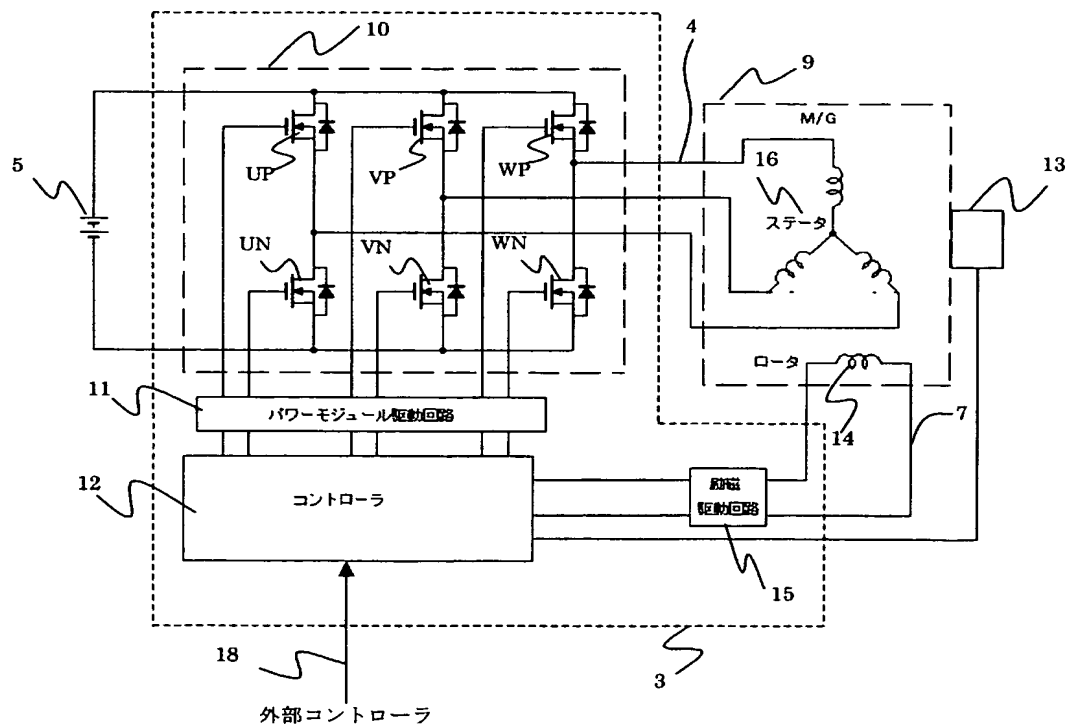
5 …励磁駆動回路、1 6 …電機子コイル、1 8 …外部コントローラからの力行/  
発電切り替え指令

【書類名】 図面

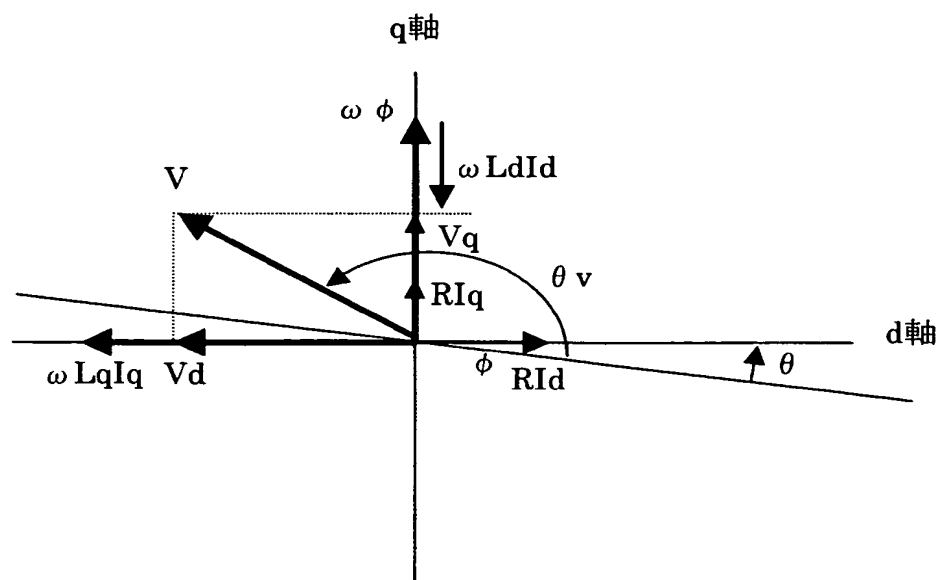
【図 1】



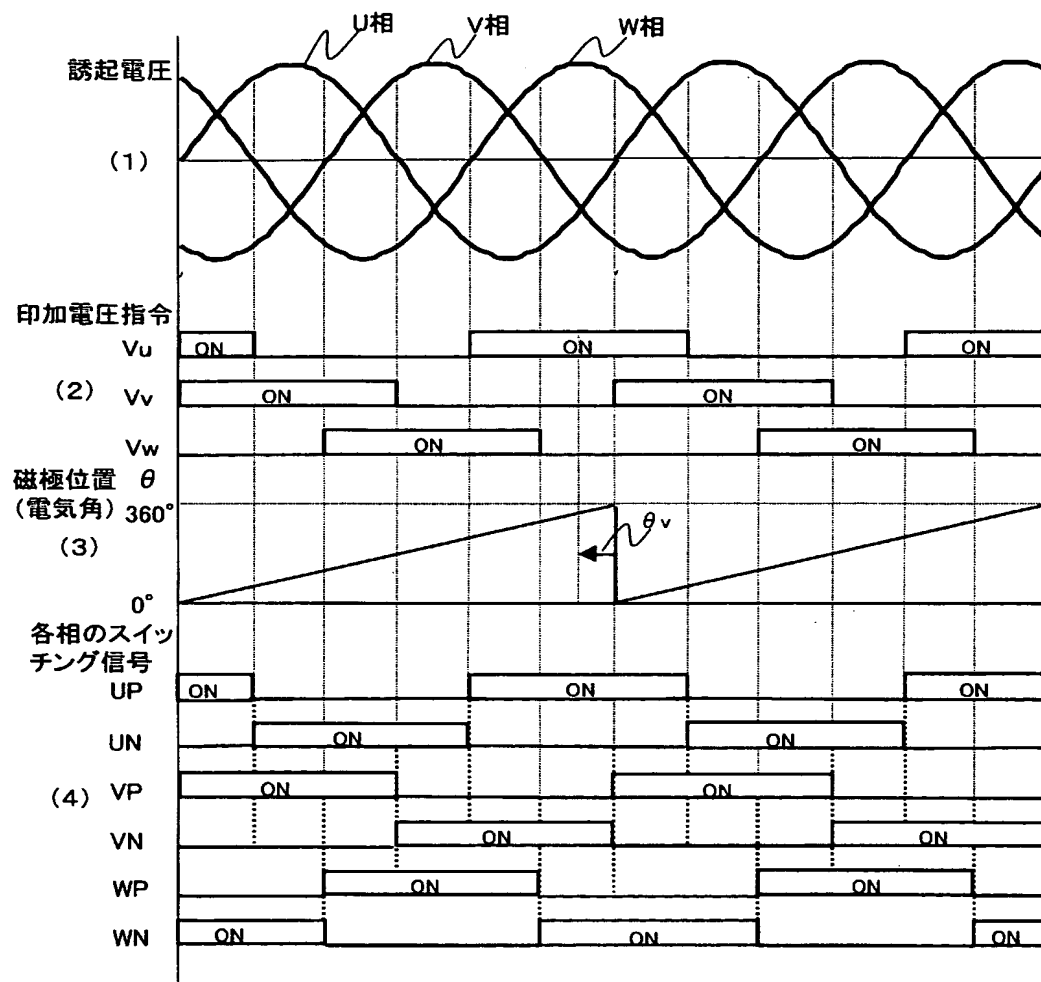
【図 2】



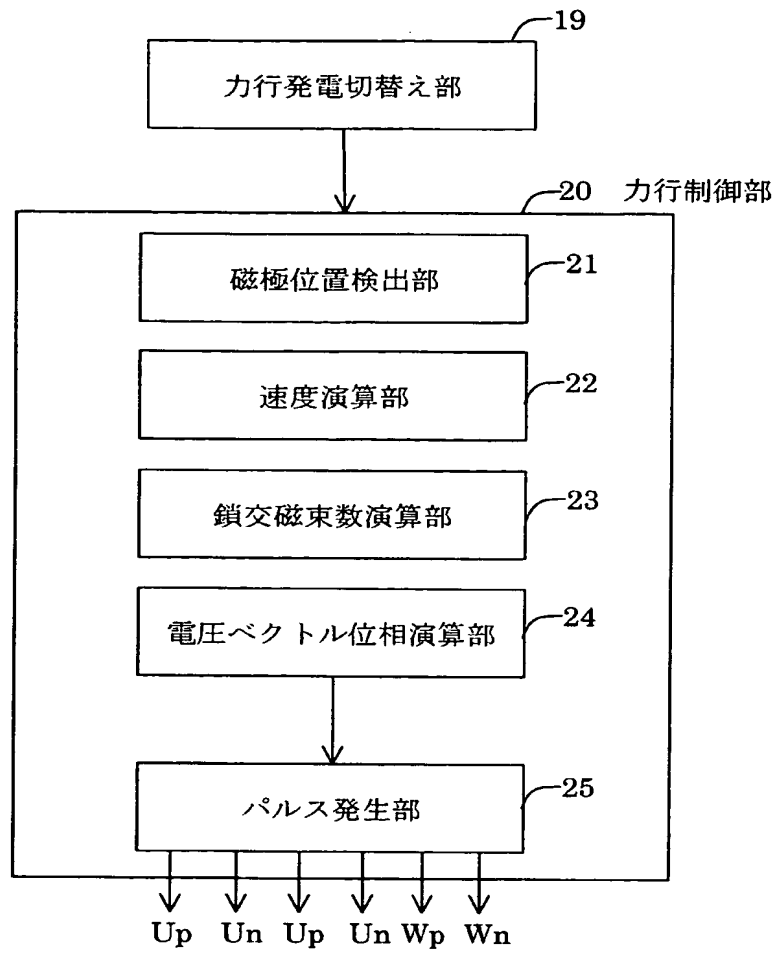
【図 3】



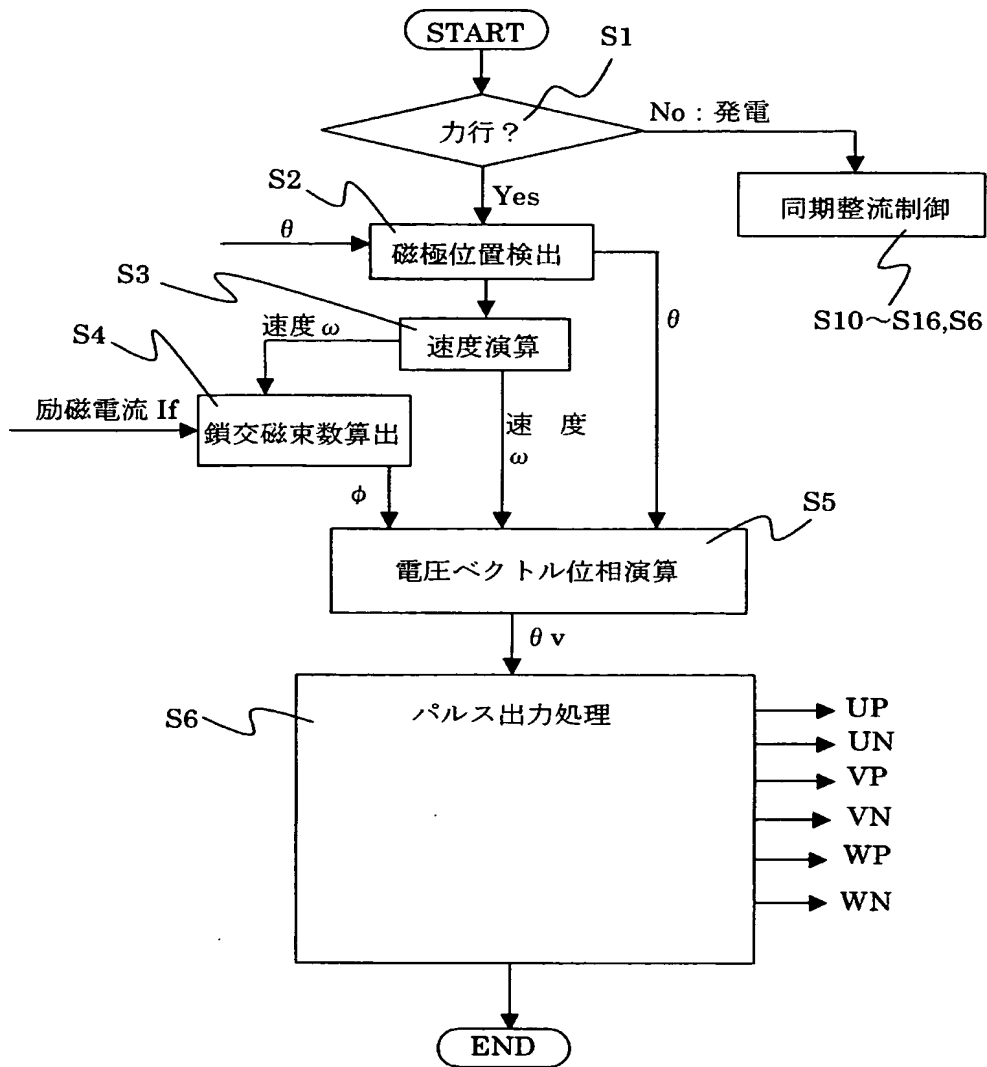
【図 4】



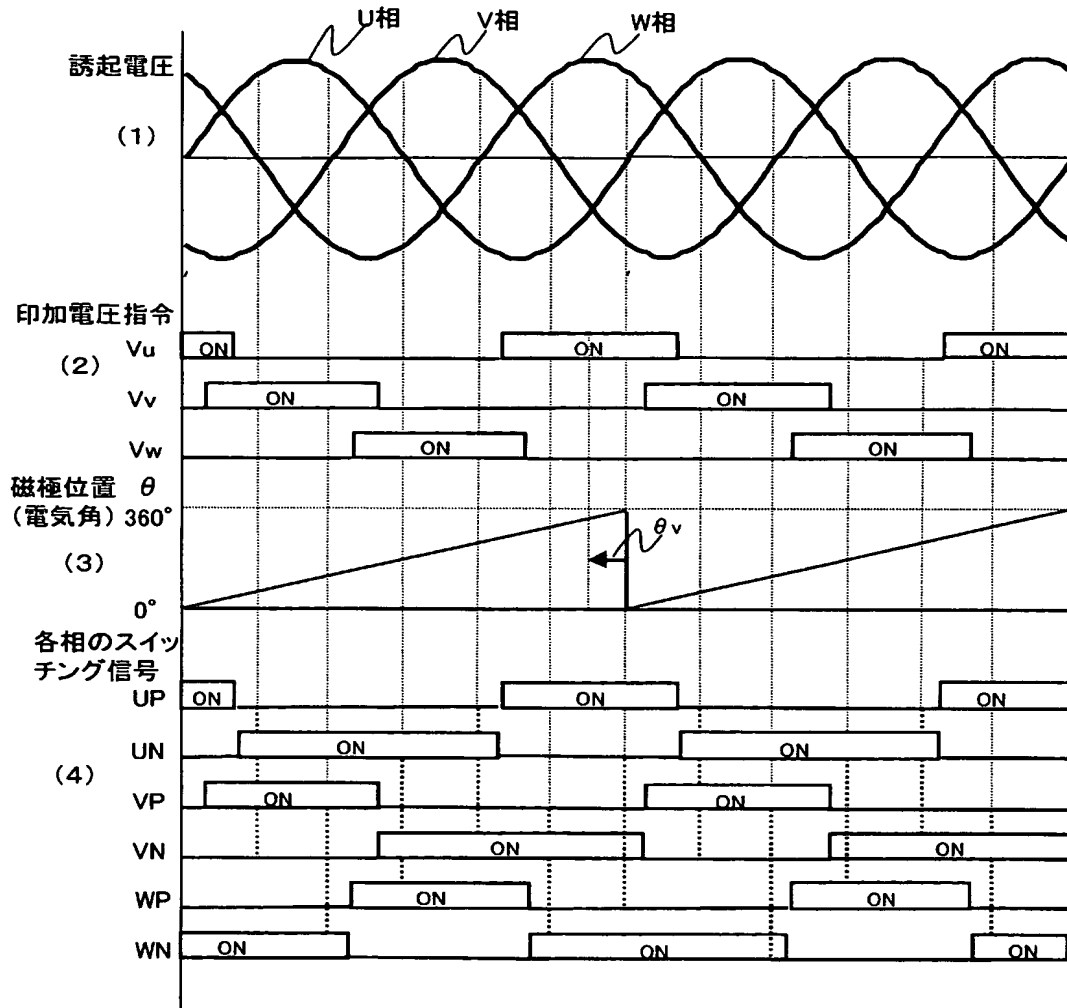
【図 5】



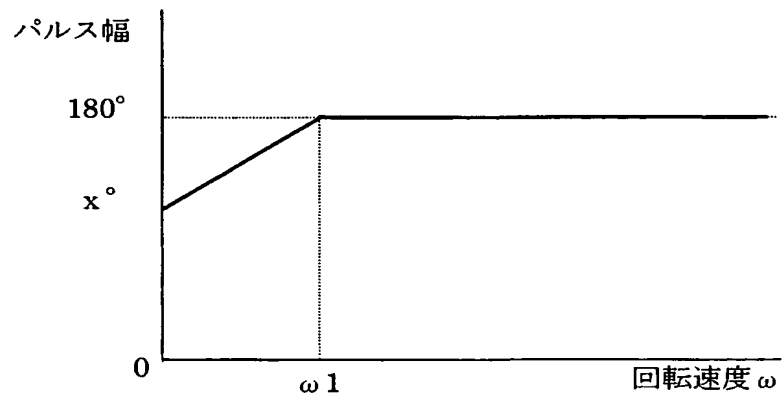
【図 6】



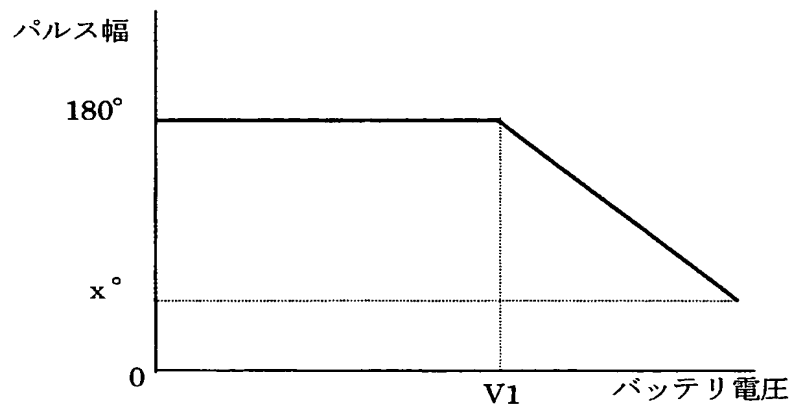
【図 7】



【図 8】

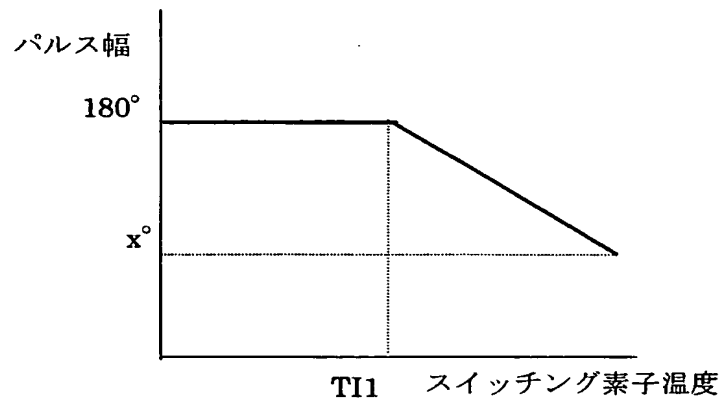


【図 9】

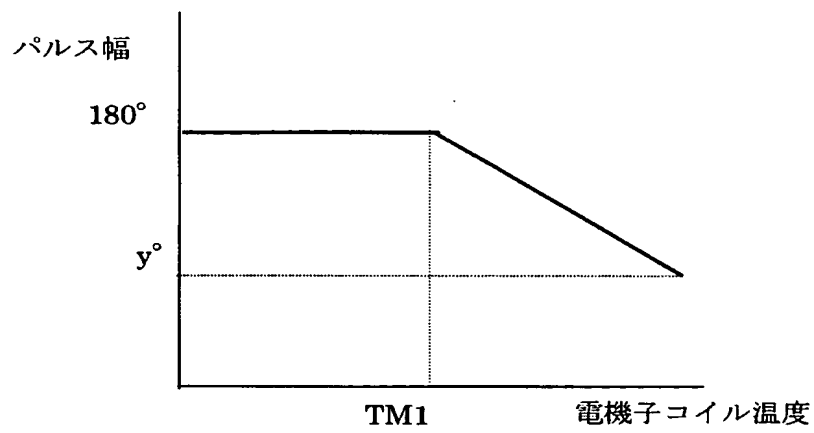




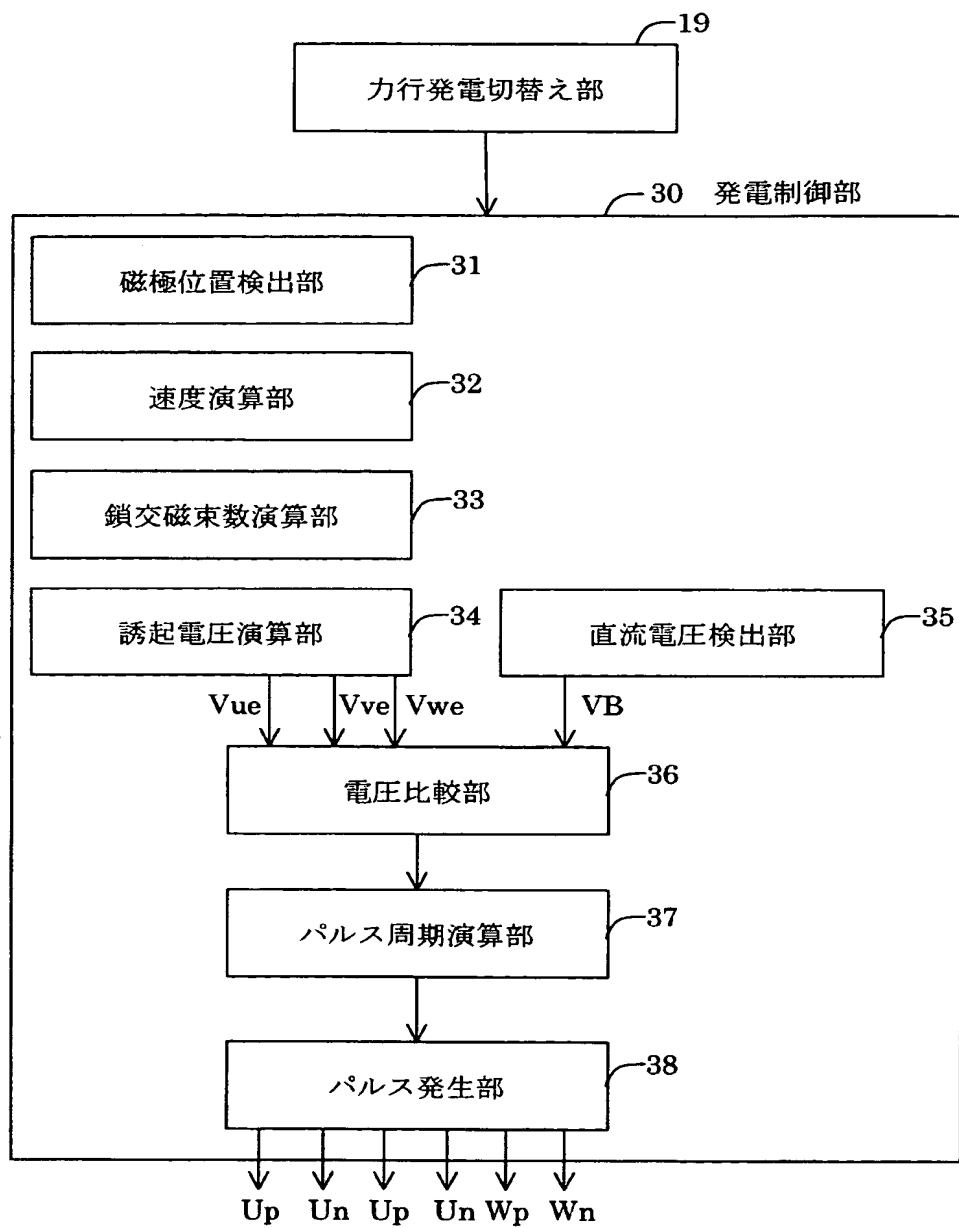
【図 10】



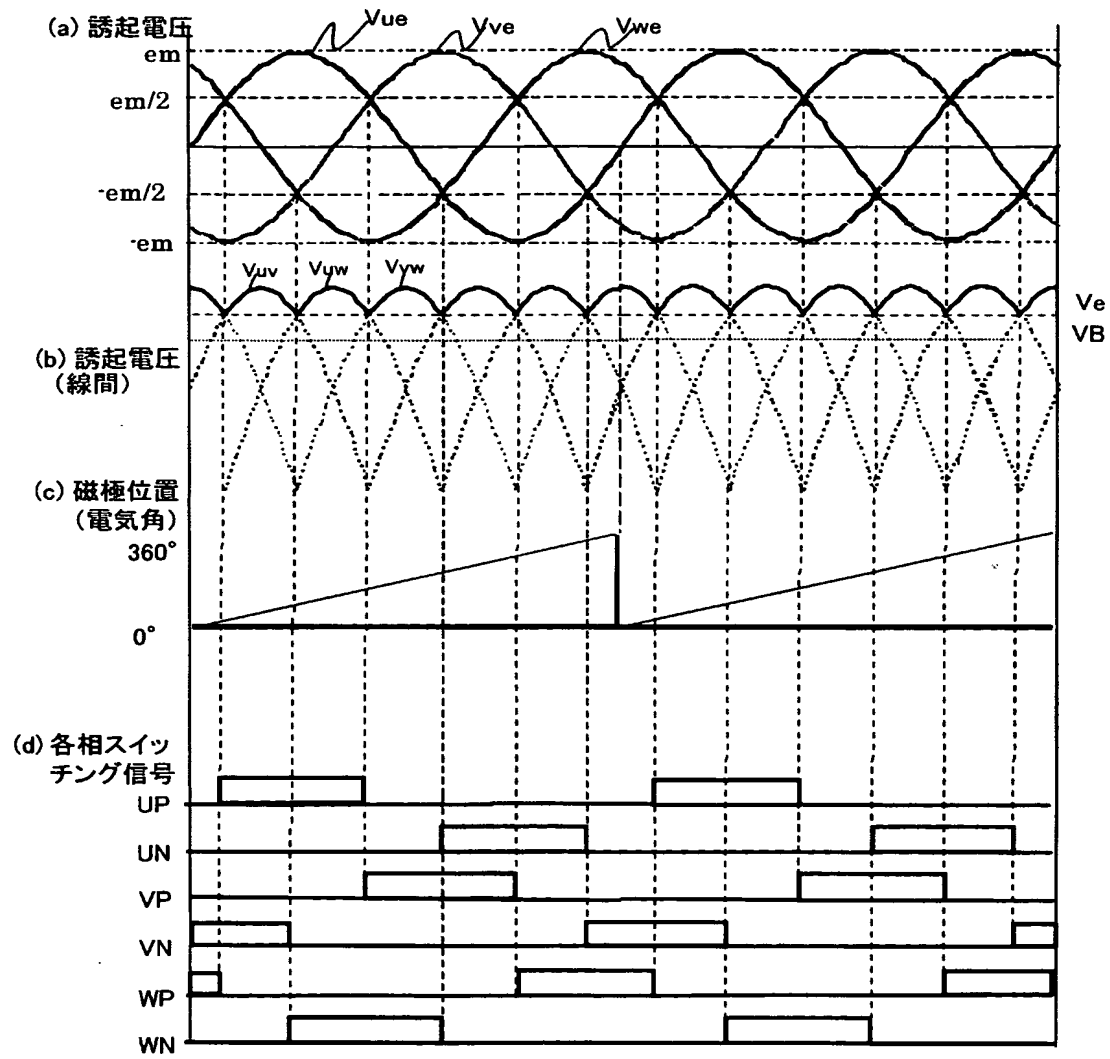
【図 11】



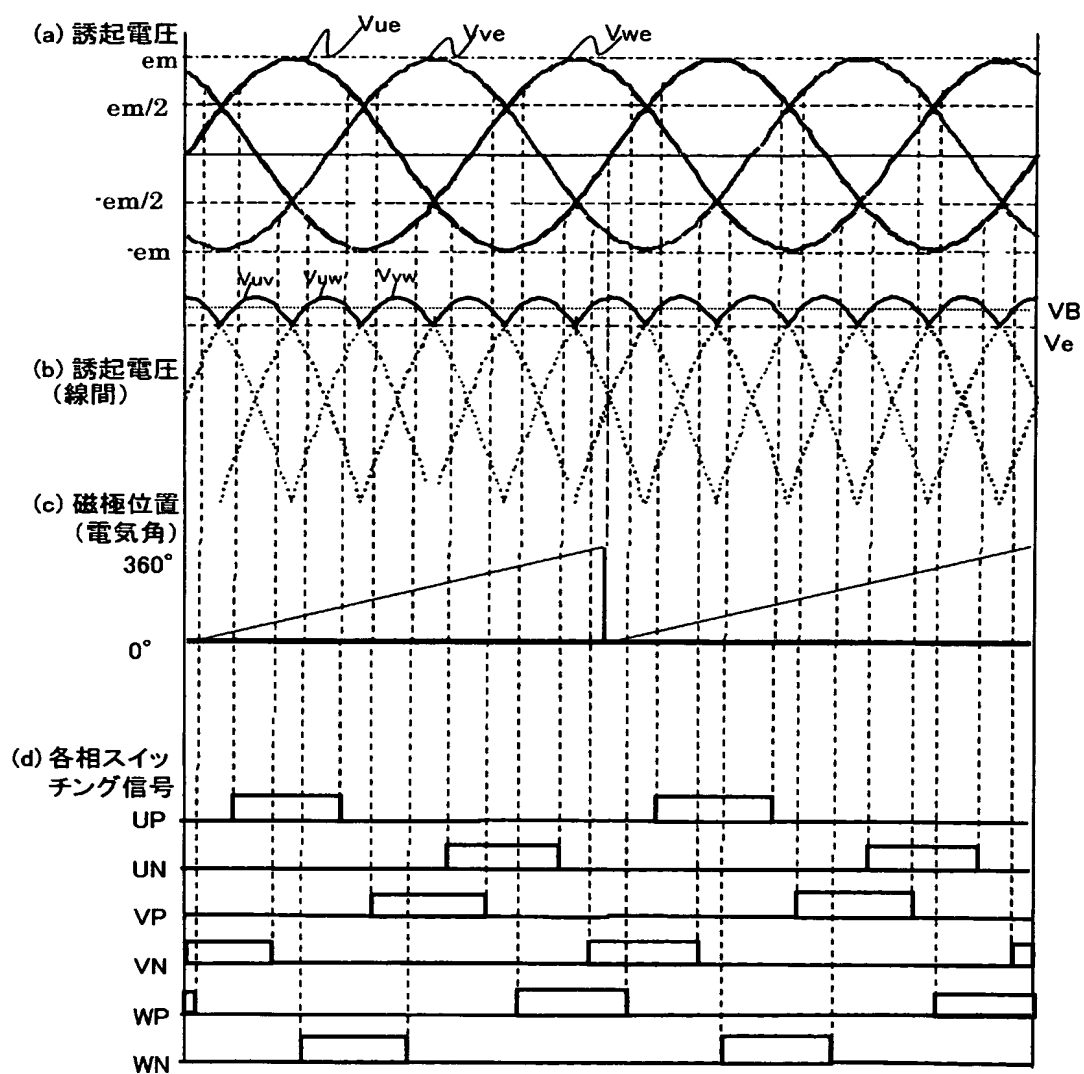
【図 12】



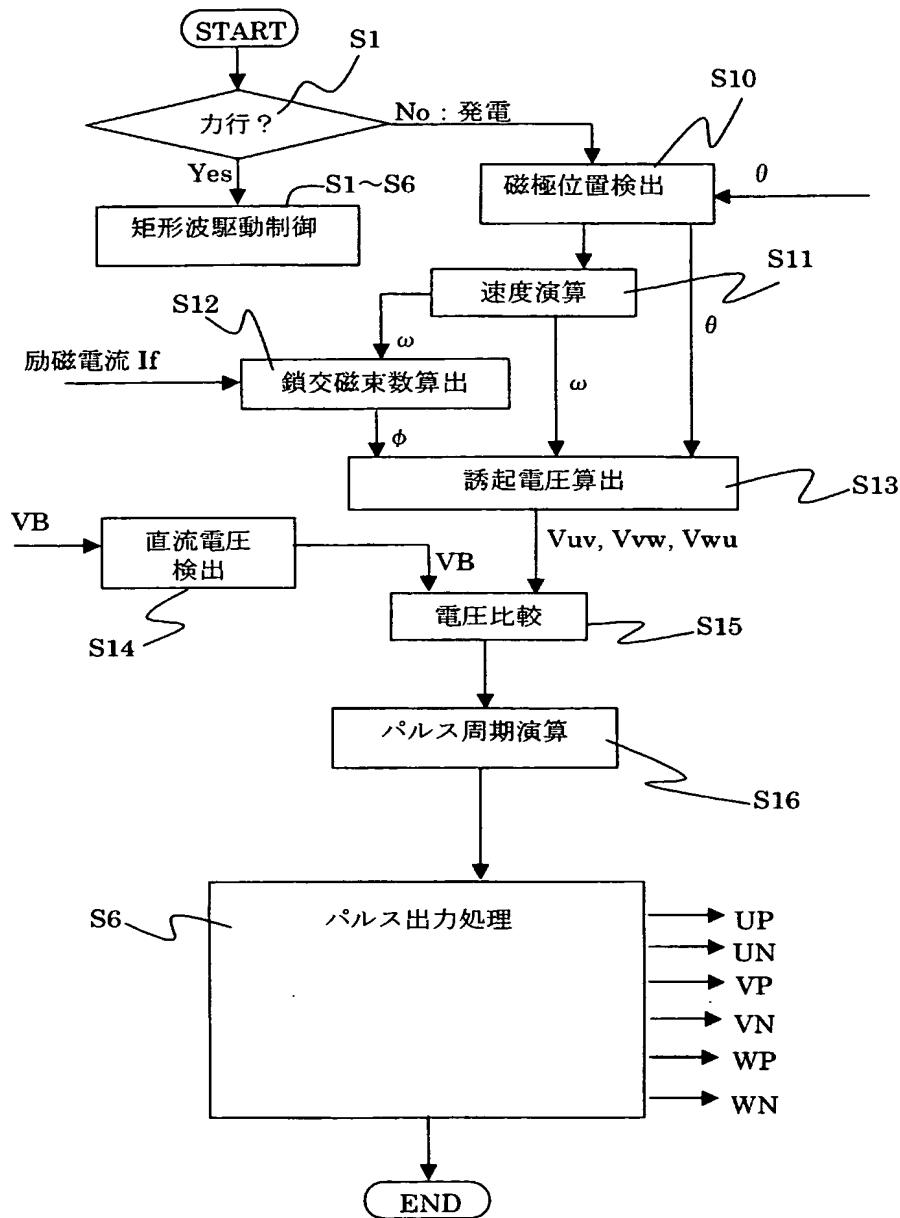
【図 13】



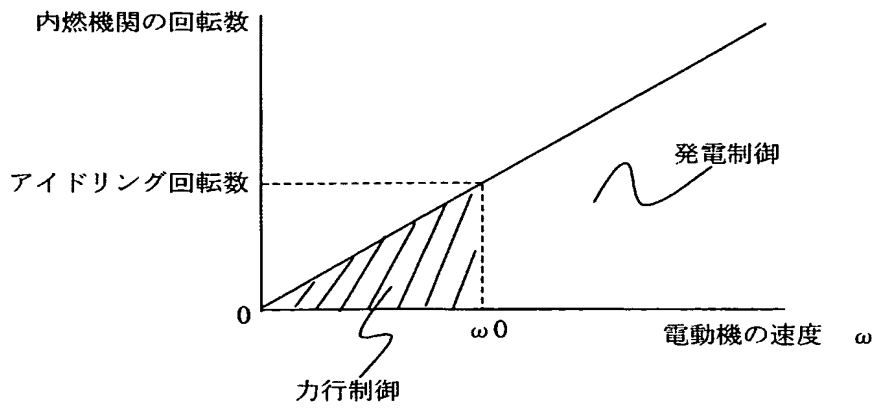
【図 14】



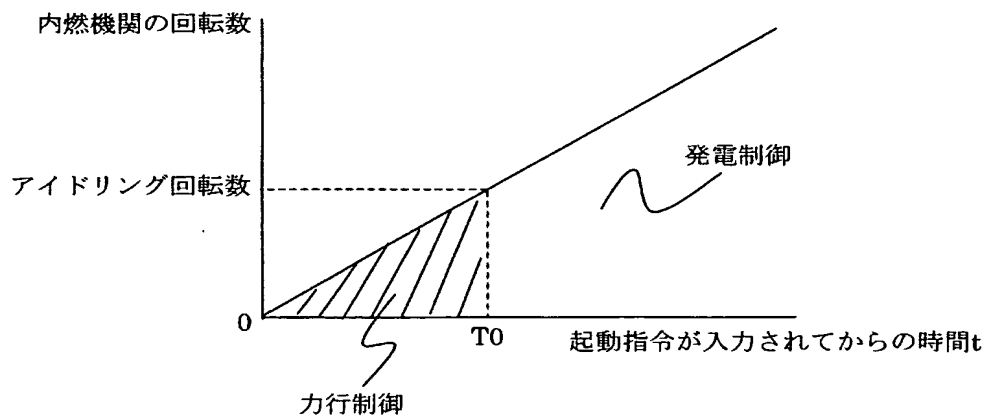
【図 15】



【図 16】



【図 17】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 力行制御時に電圧の利用効率が高く発電時に発電効率が高い車両用交流電動機の制御装置を提供することを目的とする。

【解決手段】 内燃機関に駆動連結された交流電動機の電機子コイルと直流電源の間に接続された3相の整流素子及びスイッチング素子を有し、上記直流電源からの直流電力を交流に変換して上記電機子コイルに給電するインバータの機能と上記交流電動機によって発電された交流電力を直流電力に変換して上記直流電源に給電するコンバータの機能とを有するモータ制御装置において、上記交流電動機を力行させる場合は、矩形波電圧を上記交流電動機の電機子コイルに印加する矩形波駆動制御を行い、上記交流電動機を発電させる場合は、上記交流電動機によって生成された交流電力を同期整流する同期整流制御を行う。

【選択図】 図2

特願 2 0 0 3 - 1 0 6 9 0 7

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [ 0 0 0 0 0 5 1 0 8 ]

1. 変更年月日	1 9 9 0 年 8 月 3 1 日
[変更理由]	新規登録
住 所	東京都千代田区神田駿河台 4 丁目 6 番地
氏 名	株式会社日立製作所